

F05-461
3P00A-ref(

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-46286

(43) 公開日 平成7年(1995)2月14日

(51) Int.Cl.⁶
H 04 L 27/38
H 04 J 11/00

識別記号 庁内整理番号
A 9297-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 1 O.L. (全 10 頁)

(21)出願番号	特願平5-184611	(71)出願人	000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区内幸町一丁目1番6号
(22)出願日	平成5年(1993)7月27日	(72)発明者	山田 芳文 東京都千代田区内幸町一丁目1番6号 日本電信電話株式会社内
		(72)発明者	白土 正 東京都千代田区内幸町一丁目1番6号 日本電信電話株式会社内
		(74)代理人	弁理士 本間 崇

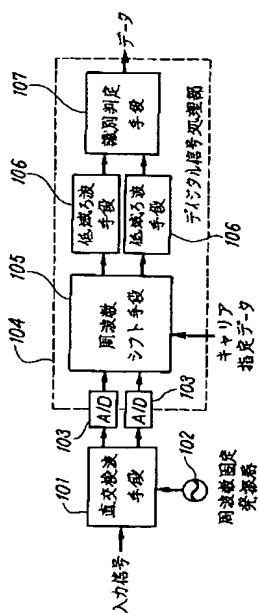
(54) 【発明の名称】 ディジタル復調器

(57) 【要約】

【目的】 デジタル無線通信に用いられるデジタル復調器に関し、高速で安定なキャリアアクセスとキャリア切り替えが可能で、同時に復調可能なキャリア数の増大に対応可能なデジタル復調器の実現を目的とする。

【構成】 複数キャリアの変調信号を取り込み、複数キャリアの信号を含んだまま直交検波を行ない、Iチャネル信号およびQチャネル信号を得る直交検波手段と、前記直交検波手段により得られたIチャネルおよびQチャネルの信号をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換器（A/D）と、デジタル信号に変化されたIチャネルおよびQチャネルの信号を取り込み、デジタル信号処理によって複数キャリアの中から希望するキャリアの変調信号を取り出して復調しその結果を出力するデジタル信号処理回路とを備えることにより構成する。

本発明のデジタル音調査の基本構成を示すブロック図



1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数キャリアの変調信号を取り込み、複数キャリアの信号を含んだまま直交検波を行って、同相成分（I チャネル信号）および直交成分（Q チャネル信号）を得る直交検波手段と、

該直交検波手段により得られた I チャネルおよび Q チャネルの信号をディジタル信号に変換するアナログ・ディジタル変換器と、

ディジタル信号に変換された I チャネルおよび Q チャネルの信号を取り込み、ディジタル信号処理によって複数キャリアの中から希望するキャリアの変調信号を取り出して復調し、その結果を出力するディジタル信号処理回路とから構成され、

該ディジタル信号処理回路は、

I チャネルおよび Q チャネルの信号を取り込み、復調しようとするキャリアの変調信号がベースバンド信号になるように周波数シフトして出力する周波数シフト手段と、

該周波数シフト手段によって周波数シフトされた I チャネルおよび Q チャネルの信号から、復調しようとするキャリアのベースバンド信号のみを取り出す低域ろ波手段と、

該低域ろ波手段を通過した I チャネルおよび Q チャネルのベースバンド信号を取り込み、変調方式に応じた識別判定により復号された符号を出力する識別判定手段とを備えたことを特徴とするディジタル復調器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、ディジタル無線通信に用いられるディジタル復調器に関し、特に、高速かつ安

$$\begin{aligned} s(t) \cdot \cos(\omega_n t) &= A_n(t) \cos\{\phi_n(t) + \omega_n t\} \cdot \cos(\omega_n t) \\ &= \frac{A_n(t)}{2} \cos\{\phi_n(t)\} + \frac{A_n(t)}{2} \cos\{\phi_n(t) + 2\omega_n t\} \end{aligned}$$

【0007】

$$\begin{aligned} s(t) \cdot \sin(\omega_n t) &= -A_n(t) \cos\{\phi_n(t) + \omega_n t\} \cdot \sin(\omega_n t) \\ &= \frac{A_n(t)}{2} \sin\{\phi_n(t)\} - \frac{A_n(t)}{2} \sin\{\phi_n(t) + 2\omega_n t\} \end{aligned}$$

【0008】 従って、“数 2”，“数 3”的それぞれの 2 項目を低域通過フィルタを用いて除去することによって 2 つの直交ベースバンド信号 “数 4”，“数 5” が得られ、これらのベースバンド信号を用いて振幅および位相を識別し、符号判定することにより復調データを得ることができる。

【0009】

【数 4】

$$I(t) = \frac{A_n(t)}{2} \cos\{\phi_n(t)\}$$

【0010】

2

定なキャリアアクセスおよびキャリア切り替えが可能であって、小規模の回路構成で、同時に復調可能なキャリア数の増大に柔軟に対応可能なデジタル復調器に係る。

【0002】

【従来の技術】 移動通信等において、基地局受信装置またはマルチキャリア伝送における受信装置のように複数キャリアの変調信号を同時に復調処理する復調器、あるいは周波数ホッピング伝送における受信装置のように複数 10 のキャリアの変調波を順に復調処理する変調器では、図 5 に示すような複数キャリアの信号を同時に、あるいは順に復調する必要がある。図 5において $f_1 \sim f_5$ は各キャリア対応の中心周波数であり、破線の f_2, f_5 は空きキャリアを示す。

【0003】 ところで、直交位相変調波は、直交検波を行なうことにより得られた I チャネルおよび Q チャネルの各ベースバンド信号を用いて復調することができる。以下にその基本原理を説明する。ベースバンド信号の信号空間ダイヤグラムにおける瞬時振幅が $A_n(t)$ 、瞬時位相角が $\phi_n(t)$ 、キャリア周波数が ω_n である変調波信号 $s(t)$ は、“数 1” で表される。

【0004】

【数 1】

$$s(t) = A_n(t) \cos\{\phi_n(t) + \omega_n t\}$$

【0005】 この変調波に対し、直交キャリア信号 $\cos(\omega_n t)$ および $-\sin(\omega_n t)$ を乗算すると、それぞれ “数 2”，“数 3”的ように変形できる。

【0006】

【数 2】

$$\begin{aligned} s(t) \cdot \cos(\omega_n t) &= A_n(t) \cos\{\phi_n(t) + \omega_n t\} \cdot \cos(\omega_n t) \\ &= \frac{A_n(t)}{2} \cos\{\phi_n(t)\} + \frac{A_n(t)}{2} \cos\{\phi_n(t) + 2\omega_n t\} \end{aligned}$$

【数 3】

$$\begin{aligned} s(t) \cdot \sin(\omega_n t) &= -A_n(t) \cos\{\phi_n(t) + \omega_n t\} \cdot \sin(\omega_n t) \\ &= \frac{A_n(t)}{2} \sin\{\phi_n(t)\} - \frac{A_n(t)}{2} \sin\{\phi_n(t) + 2\omega_n t\} \end{aligned}$$

【0008】

$$Q(t) = \frac{A_n(t)}{2} \sin\{\phi_n(t)\}$$

【0011】 以上述べたように、キャリア周波数 ω_n の変調波は、直交キャリア信号 $\cos(\omega_n t)$ および $-\sin(\omega_n t)$ を用いて直交検波することによって復調することが可能であり、 ω_n を変化させることで異なるキャリア周波数の変調波にアクセスすることが可能である。

【0012】 従来、アクセスキャリアの設定、および、

切り替えを行なうにはPLL周波数シンセサイザを用いていた。従来のPLL周波数シンセサイザは、現状技術では、安定なキャリアアクセスを行なうために要するキャリアの切り替え時間が、数百μs～数msである。

【0013】TDMA（時分割多元接続）方式における基地局受信装置やFH（周波数ホッピング）伝送方式における受信装置のように、アクセスキャリアをPLL周波数シンセサイザの切り替え速度以上に高速に切り替える必要がある場合、従来は複数のPLL周波数シンセサイザを用い、それらを切り替えることでアクセスキャリアの高速切り替えを行なっていた。

【0014】図7に従来の複数のPLL周波数シンセサイザを切り替えてアクセスキャリアの高速切り替えを行なう復調器構成を示す。同図において、受信信号は直交検波部201に入力され、上述した方法により所望のベースバンド信号を得、A/D変換器103でデジタル信号に変換された後、識別判定部215で変調方式に応じて識別判定されたデータが出力される。

【0015】このとき、直交検波部201に入力されるキャリア信号は、キャリア指定データに応じて発振周波数の設定を行なう複数のPLL周波数シンセサイザ701の出力を切替スイッチ702で選択することにより、キャリア信号の高速切替を行なう。

【0016】また、基地局受信装置やマルチキャリア伝送用の受信装置のように複数キャリアの変調波を同時に復調するのに、従来はアクセスするキャリア数だけの復調器を用意し、それぞれ個別に復調を行なっていた。図8に従来の複数キャリアを同時に復調する復調器の構成を示す。

【0017】同図において入力された受信信号は、ハイブリッド801で分配され、それぞれの復調器802に入力される。復調器は同時にアクセスするキャリア数だけ用意されている。復調器に入力された信号は、直交検波部201で上述した方法で直交検波され、Iチャネル、Qチャネルの2つの直交ベースバンド信号が得られる。

【0018】これらのベースバンド信号は、A/D変換器103でデジタル信号に変換されて識別判定部215に入力され、符号判定されて復調データが得られる。それぞれの復調器においても同様の処理が為され、このとき直交検波部に入力される直交信号の周波数を各変調波のキャリア周波数に対応して周波数シンセサイザにより個別に設定することによってそれぞれの復調データが得られる。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】従来は、上述したように、TDMA（時分割多元接続）方式やFH（周波数ホッピング）伝送方式等において、PLL周波数シンセサイザの周波数切り替え速度以上の高速のキャリア切替を要する場合、複数のPLL周波数シンセサイザの出力を

切り替えることでキャリアの高速切替を行なっていた。この場合、PLL周波数シンセサイザの数が増大し、回路規模が大きくなるという問題があった。

【0020】また、従来は、キャリア周波数の異なる複数キャリアの信号を同時に復調する場合、個別に直交検波を行なっていたので、同時に復調するキャリア数が増加すると周波数シンセサイザおよび直交検波器の数が増大してしまうという問題があった。

【0021】本発明は、デジタル信号処理によってキャリアアクセスを行なうことにより、高速かつ安定なキャリアアクセスおよびキャリア切り替えが可能であり、また直交検波器および周波数シンセサイザを増大することなく、同時に復調可能なキャリア数の増大に柔軟に対応可能なデジタル復調器を提供することを目的とする。

【0022】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、上述の目的は、前記特許請求の範囲に記載した手段により達成される。

【0023】すなわち、本発明は、複数キャリアの変調信号を取り込み、複数キャリアの信号を含んだまま直交検波を行ない、Iチャネル信号およびQチャネル信号を得る直交検波手段と、該直交検波手段により得られたIチャネルおよびQチャネルの信号をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換器（A/D）と、デジタル信号に変換されたIチャネルおよびQチャネルの信号を取り込み、デジタル信号処理によって複数キャリアの中から希望するキャリアの変調信号を取り出して復調しその結果を出力するデジタル信号処理回路とを備え、該デジタル信号処理回路は、IチャネルおよびQチャネルの信号を取り込み、復調しようとするキャリアの変調信号がベースバンド信号になるように周波数シフトして出力する周波数シフト手段と、該周波数シフト手段によって周波数シフトされたIチャネルおよびQチャネルの信号から、復調しようとするキャリアのベースバンド信号のみを取り出す低域ろ波手段と、該低域ろ波手段を通過したIチャネルおよびQチャネルのベースバンド信号を取り込み、変調方式に応じた識別判定により復号された符号を出力する識別判定手段とを備えて構成する。

【0024】

【作用】図1は、本発明の基本構成を示すブロック図である。同図において、入力信号は複数キャリアの変調信号を含んだまま直交検波手段101に入力され、周波数固定発振器102で発生された周波数 ω_c を基準としてこの周波数により直交検波を行ない、複数キャリアを含んだIチャネルおよびQチャネルの信号が得られる。

【0025】ここで、入力信号に含まれる複数キャリアのそれぞれのキャリア周波数が固定周波数 ω_c から $\Delta\omega_i$ だけずれたものとみなし、“数6”のように表現する

と、前記“数2”，“数3”と同様に、直交検波後のIチャネルおよびQチャネルの信号は“数7”，“数8”的ように表される。

【0026】

【数6】

$$S(t) = \sum_i^k A_i(t) \cos \{ \phi_i(t) + (\Delta\omega_i + \omega_c)t \}$$

【0027】

【数7】

$$I(t) = \sum_i^k \frac{A_i(t)}{2} \cos \{ \phi_i(t) + \Delta\omega_i t \}$$

【0028】

【数8】

$$Q(t) = \sum_i^k \frac{A_i(t)}{2} \sin \{ \phi_i(t) + \Delta\omega_i t \}$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} I_s(t) \\ Q_s(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \Delta\omega_n t & \sin \Delta\omega_n t \\ -\sin \Delta\omega_n t & \cos \Delta\omega_n t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I(t) \\ Q(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \frac{A_n(t)}{2} \cos \{ \phi_i(t) \} + \sum_{i \neq n}^k \frac{A_i(t)}{2} \cos \{ \phi_i(t) + (\Delta\omega_i - \Delta\omega_n)t \} \\ \frac{A_n(t)}{2} \sin \{ \phi_i(t) \} + \sum_{i \neq n}^k \frac{A_i(t)}{2} \sin \{ \phi_i(t) + (\Delta\omega_i - \Delta\omega_n)t \} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

【0033】これらの周波数シフト演算された信号はそれぞれ低域ろ波手段106に入力され、希望のキャリアのみ即ちベースバンドのみのIチャネル、Qチャネルの“数10”，“数11”で示される信号、 $I_o(t)$ 、 $Q_o(t)$ が outputされるように低域ろ波処理される。低域ろ波処理されたIチャネル、Qチャネルのそれぞれの信号は識別判定手段107に取り込まれ、変調方式に応じて識別および判定され復調データとして出力される。

【0034】

【数10】

$$I_o(t) = \frac{A_n(t)}{2} \cos \{ \phi_i(t) \}$$

【0035】

【数11】

$$Q_o(t) = \frac{A_n(t)}{2} \sin \{ \phi_i(t) \}$$

【0036】以上の作用をスペクトラムで説明すると、例えば図5に示すような $f_c = \omega_c / 2\pi$ を中心とした複数のキャリアを入力信号とし、周波数シフト演算を行なった結果をアナログ信号に変換すると図6(a)に示

【0029】これらのIチャネルおよびQチャネルの信号はアナログ・ディジタル変換器(A/D)103でデジタル信号に変換され、デジタル信号処理部104へ入力される。

【0030】デジタル信号処理部104では、まず周波数シフト手段105において、直交検波後のIチャネルおよびQチャネルの信号を取り込み、位相回転演算を行なうことで周波数シフトを行ない、希望のキャリアがベースバンド信号になるようにする(周波数シフト演算)。

【0031】すなわち、希望のキャリアが直交検波を行なう固定周波数 ω_c から $\Delta\omega_n$ だけずれていますとし、希望のキャリアがベースバンド信号になるように周波数シフト演算した後のIチャネルおよびQチャネルの信号、 $I_s(t)$ 、 $Q_s(t)$ は、“数9”的ように表される。

【0032】

【数9】

30 すような希望のキャリアが0中心となるようなキャリア配置のスペクトラムとなる。この信号を低域ろ波処理した結果をアナログ信号に変換すると同図(b)のような希望のキャリア即ちベースバンド信号のみのスペクトラムとなる。この信号を用いて識別および判定を行なうことにより、希望のキャリアのみを復調することができる。

【0037】

【実施例】図2は乗算器により周波数シフト演算を行なう本発明の第1の実施例を示すブロック図である。図において、入力信号は複数キャリアの変調信号を含んだまま直交検波部201に入力され、周波数固定発振器102で発生された固定周波数 ω_c で直交検波されIチャネルおよびQチャネルの信号が得られる。これらのIチャネルおよびQチャネルの信号はアナログ・ディジタル変換器(A/D)103でデジタル信号に変換され、周波数シフト部206へ取り込まれる。

【0038】周波数シフト部206では、“数9”的演算が行なわれる。“数9”的演算を行なうために必要な $\cos \Delta\omega_n t$ 、 $\sin \Delta\omega_n t$ 等の信号は位相アキュムレータ208により得られた瞬時位相データをアドレス入力としたROM209～211により発生される。

ここで瞬時位相データはキャリア指定データに応じた位相ステップを位相ステップ設定回路207により発生することを得られる。

【0039】“数9”に従い、ROM209～211により発生されたシフト信号とIチャネルおよびQチャネルの信号とを乗算および加算演算し、キャリア指定データに対応した希望のキャリアの信号がベースバンド信号になるように周波数シフト演算する。

【0040】これらの周波数シフト演算された信号はそれぞれデジタルフィルタ214に入力され、希望のキャリアのみ即ちベースバンドのみのIチャネル、Qチャネルの信号が取出されるように低域ろ波処理される。低域ろ波処理されたIチャネル、Qチャネルのそれぞれの信号は識別判定部215に取り込まれ、変調方式に応じて識別および判定される。

【0041】図3はROMにより周波数シフト演算を行なう本発明の第2の実施例を示すブロック図である。同図において、入力信号は、上述した第1の実施例と同様に複数キャリアの信号を含んだまま直交検波部201で直交検波され、A/D変換器103によりデジタル信号に変換されて周波数シフト部301に取り込まれ、“数9”に従って周波数シフト演算が行なわれる。

【0042】ここでIチャネルおよびQチャネルの信号と $\cos \Delta \omega_n t$, $\sin \Delta \omega_n t$ 等との乗算結果は予めROM302～304に書き込んでおき、キャリア指定データおよびカウンタにより発生された読み出しアドレスに対応して演算結果を出力する。以降の動作は、上述した実施例(1)と同様である。

【0043】図4は複数キャリアを同時に復調処理を行なう本発明の第3の実施例を示すブロック図である。同図において、入力信号は複数キャリアの変調信号を含んだまま直交検波手段101に入力され、周波数固定発振器102で発生された固定周波数 ω_c で直交検波されIチャネルおよびQチャネルの信号が得られる。

【0044】これらの信号はアナログ・デジタル変換器(A/D)103でデジタル信号に変換された後、各デジタル信号処理部401に分配される。デジタル信号処理部では、キャリア指定データによって指定された希望キャリアの信号がベースバンド信号になるように周波数シフト部206で周波数シフト演算された後、デジタルフィルタ214により希望のキャリアのみのIチャネルおよびQチャネルのベースバンド信号が得られるように低域ろ波処理される。

【0045】低域ろ波処理されたIチャネル、Qチャネルのそれぞれの信号は識別判定部215に取り込まれ、変調方式に応じて識別および判定されて復調データとして出力される。それぞれのデジタル信号処理部でも同様の処理が行なわれ、複数のキャリアが同時に復調されて出力される。

【0046】

【発明の効果】上述したように、本発明は、複数キャリアの変調信号を含んだまま直交検波を行ない、その後にデジタル信号処理によってキャリアアクセスを行なっているので、高速かつ高精度なキャリア周波数の切り換えが可能である。

【0047】また複数キャリアの変調信号を一つの直交検波手段で直交検波を行なうため、直交検波手段および周波数シンセサイザを増大することなく同時に復調するキャリアの増大に柔軟に対応することができ、複数のキャリアを扱う復調装置設備の小型化を図ることができると。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のデジタル復調器の基本構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施例を示すブロック図である。

【図3】本発明の第2の実施例を示すブロック図である。

【図4】本発明の第3の実施例を示すブロック図である。

【図5】RF帯における複数キャリアの変調波スペクトラムの例を示す図である。

【図6】周波数シフト演算された複数キャリアのスペクトラムと低域ろ波処理後のスペクトラムの例を示す図である。

【図7】従来の高速キャリア切替を行なう復調器の基本構成を示すブロック図である。

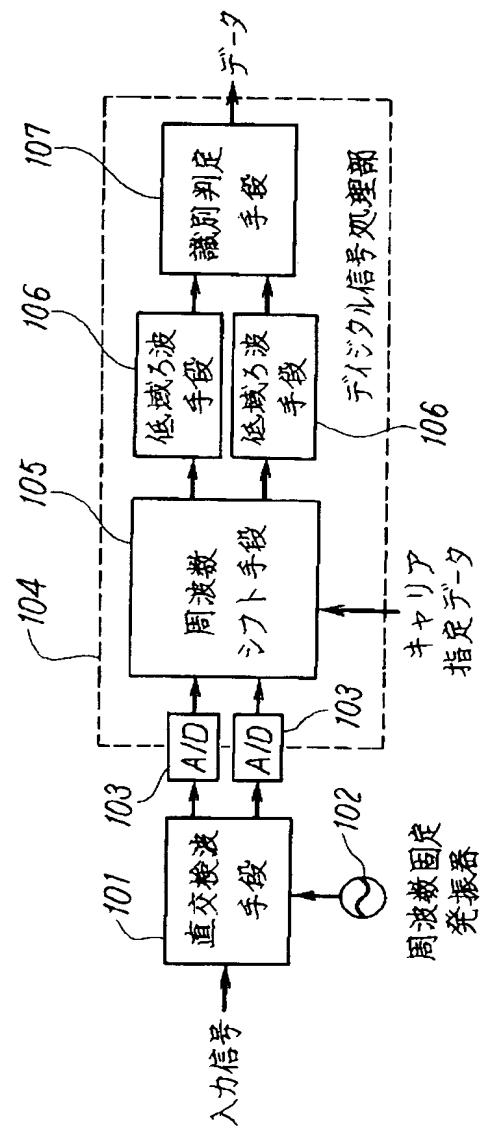
【図8】従来の複数キャリア同時処理を行なう復調器の基本構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

101	直交検波手段
102	周波数固定発振器
103	アナログ/デジタル変換器
104, 401	デジタル信号処理部
105	周波数シフト手段
106	低域ろ波手段
107	識別判定手段
201	直交検波部
202	ハイブリッド
203	ミキサ
204	$\pi/2$ 位相器
205	低域ろ波フィルタ
206, 301	周波数シフト部
207	位相ステップ設定回路
208	位相アキュムレータ
209～211, 302～304	ROM
212	デジタル乗算器
213	デジタル加算器
214	デジタルフィルタ
215	識別判定部

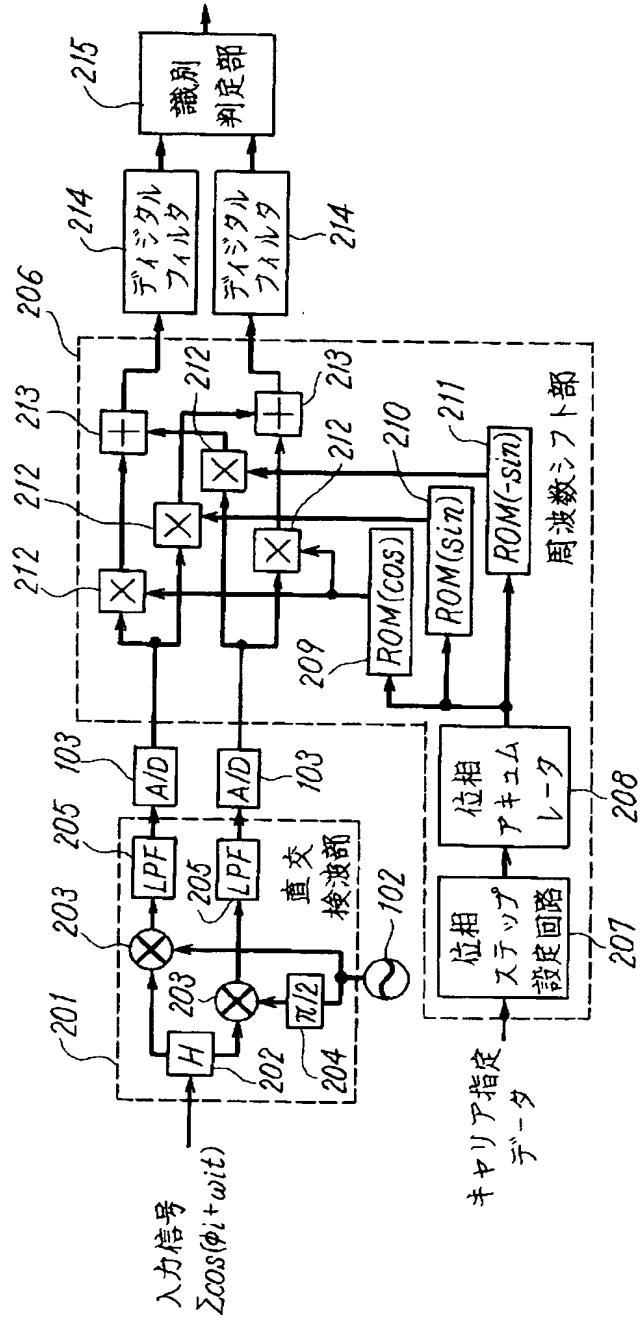
【図1】

本発明のデジタル復調器の基本構成を示すブロック図

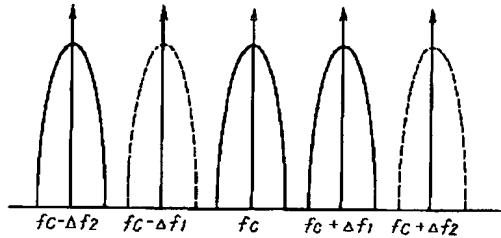


【图2】

RF帯における複数キャリアのスペクトラムの例を示す図

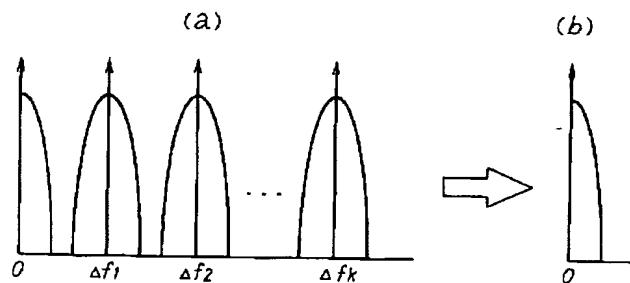


【図5】



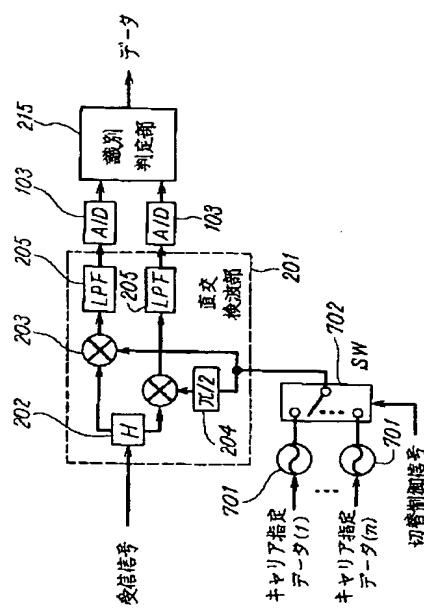
【図6】

周波数シフト演算された複数キャリアのスペクトラムと低域ろ波処理後のスペクトラムの例を示す図



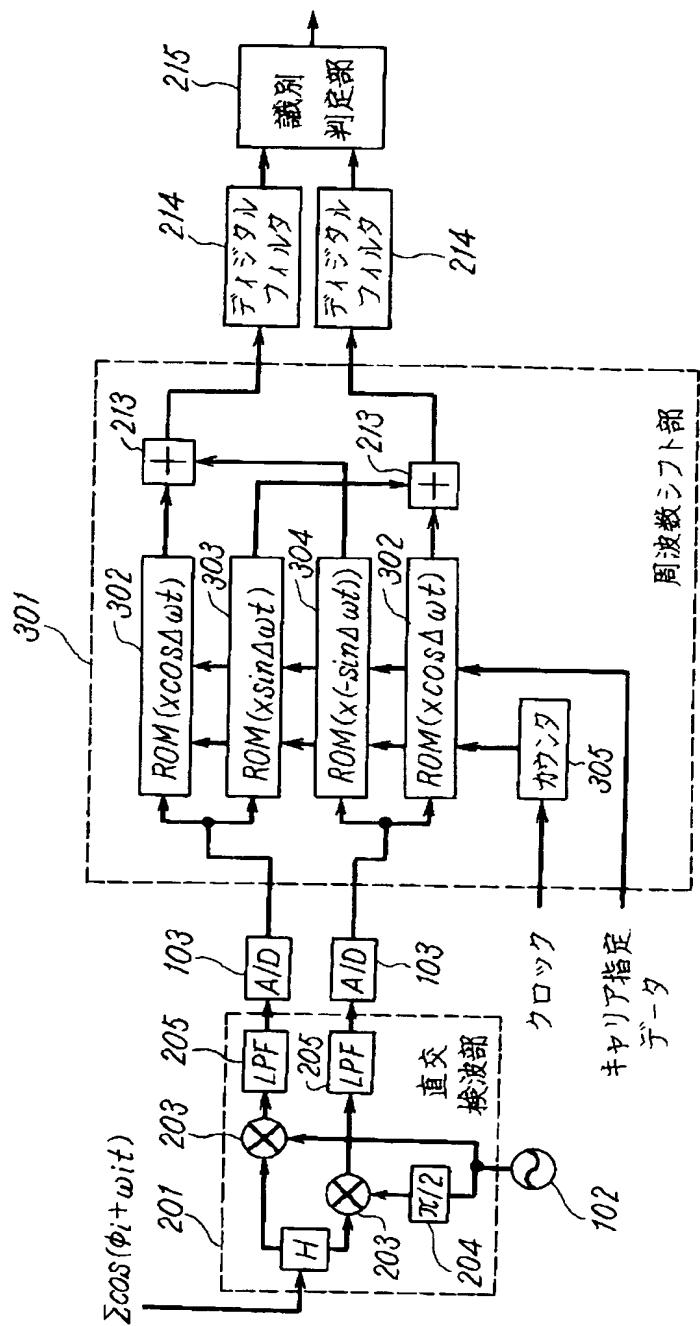
【図7】

従来の高速キャリア切替を行なう復調器の基本構成を示すブロック図



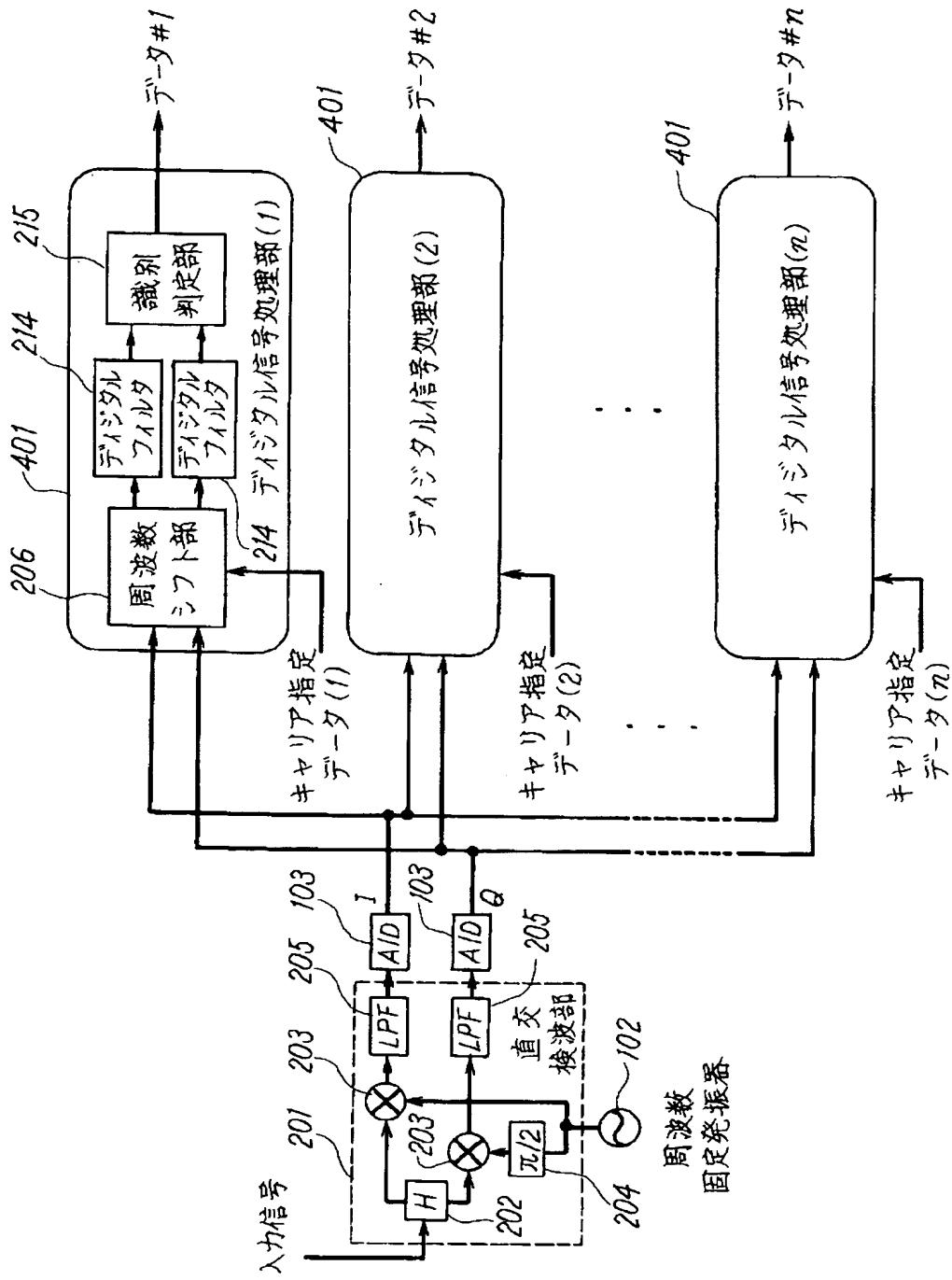
【図3】

本発明の第2の実施例を示すブロック図



【图4】

本発明の第3の実施例を示すブロック図



【図8】

従来の複数キャリア同時処理を行なう復調器
の基本構成を示すブロック図

